もう一度学ぶ電磁気学の世界

第23回
筐体内の電磁界とEMC問題（その2）

小暮裕明

ボードの記事　ビギナーズ

前回は導波管内の不連続構造から始まり，導波管や空胴共振器のスロットによる電磁波の送受信について調べました．装置筐体には放熱用のスロットがあり，その周りに電磁エネルギーが集められて強く放射することもあります．また特定の周波数では，回路基板を含むさまざまな部位に電磁エネルギーが集中することもあります．今回は筐体内の共振の状態を調べ，EMC (electro-magnetic compatibility) 問題との関連を考察します．（筆者）

1．共振の状態を評価する

前回（本誌2006年9月号，pp.127-134の連載第22回を参照）述べた空胴共振器は，**図1**に示すような結合孔によって，導波管を伝送する電磁エネルギーを取り込みます．その量は結合孔の位置や大きさによって決まり，結合度という指標で評価することがあります(1)．

● 空胴共振器の結合度

図1で結合孔がないときは，導波管を伝わる電磁波は完全に反射されます．そこで孔を開けると電磁波の一部が空胴共振器に入るので，反射係数は完全反射のときの1よりも小さくなります．そして孔の寸法を徐々に大きくして無反射状態になったとき，この導波管と空胴共振器は臨界結合(critical coupling)していると言います．

この状態からさらに孔を大きくすると，再び反射が起こります．孔が導波管の壁まで拡がれば，奥の短絡板でそっくり反射して，再び完全反射（反射係数＝1）になります．このように，空胴共振器に取り込まれる電磁エネルギーの量は，結合孔の結合度によって変化します．

図2は，**図1**の構造をMicro-Stripes注1でシミュレーションした例です．断面が48mm×24mmの導波管の左端をTE_{10}モード（本誌2006年6月号，pp.115-122の連載第20回を参照）で励振したときの表面電流分布を示しています．また**図3**は，結合孔の中心を含む水平面上の電力分布を表示しています．結合孔を介して空胴内に電磁エネルギーが取り込まれているようすがわかります．

● 共振器の Q の意味

臨界結合で無反射状態が起こる物理的な意味を考えてみます．**図1**で電磁エネルギーは導波管の左側から結合孔に到達します．結合孔から空胴共振器へ入る電力をP_cとします．また内壁の金属の抵抗損などによって失われる電力をP_uとすれば，臨界結合では両者の量が等しくなると考えら

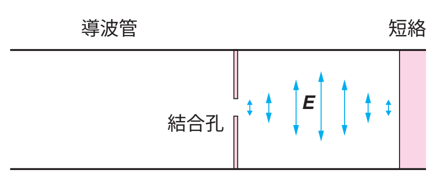


図1　空胴共振器
空胴共振器は，導波管の端を短絡して，結合孔を有する金属板で電磁波を閉じ込めたものと考えられる．

注1：Micro-StripesのWebサイト（http://www.flomerics.com/microstripes/）を参照．

KeyWord　空胴共振器，結合度，臨界結合，Micro-Stripes，表面電流分布，高Q，負荷時のQ，無負荷のQ，正規化，定在波測定器，ジュール熱，表皮の深さ

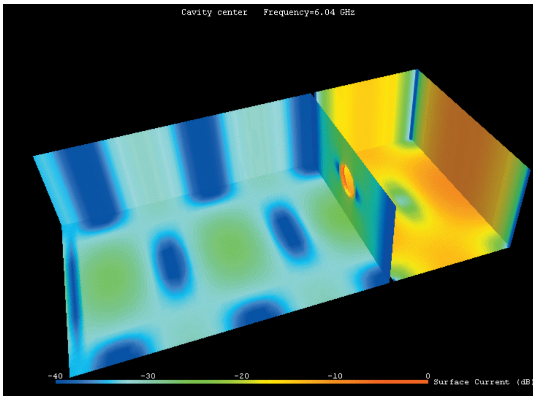


図2　導波管の左端をTE10モードで励振したときの表面電流分布

図1の構造をMicro-Stripesでシミュレーションした．空胴（48mm×24mm×29mm）の表面は，導波管の表面よりも強い表面電流分布を示している（手前と上部の金属板は除いて表示している）．

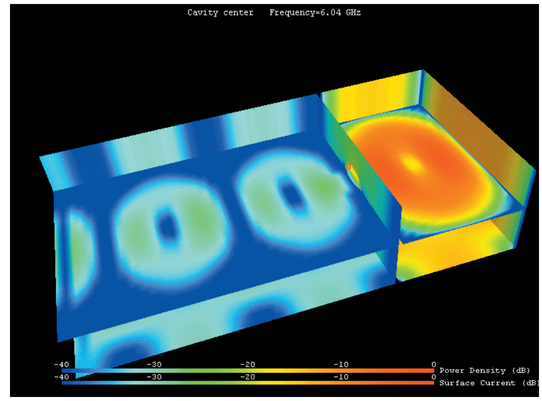


図3　結合孔の中心を含む水平面上の電力分布

結合孔を介して空胴内に電磁エネルギーが取り込まれている．臨界結合ではないので，結合孔付近からの反射がある．

れます．つまり空胴内で失われるP_uを，ちょうどP_cが補給するため，導波管側に反射されなくなるわけです．

結合孔は電磁エネルギーの採り入れ口であると同時に，空胴内のエネルギーの一部を導波管側へ逃がしてしまいます．そこで孔から外へ出て行く電力を損失と考え，結合による損失P_cとすれば，空胴共振器の全損失Pは，次のようになります．

$$P = P_u + P_c \quad \cdots\cdots(1)$$

ここでP_uは空胴の材料や形状，寸法によって決まる値であるのに対し，P_cは孔の寸法や位置で制御できる値であることに注意してください．

いま共振角周波数をω_0 [Hz]，ある瞬間の空胴内に蓄えられているエネルギーをW [J]としたとき，次の式で表される定数を結合のQ（coupling Q）と呼び，ここではQ_cと表します．

$$Q_c = \frac{\omega_0 W}{P_c} \quad \cdots\cdots(2)$$

この式は「ω_0で共振しているとき，ある瞬間における結合孔による損失電力P_c [W]は，空胴内のエネルギーW [J]に比例し，その比例定数がQ_c」で表されることを意味しています．もうひとつの損失は空胴壁の抵抗などによるP_uでしたが，式(1)で表される空胴共振器の全損失Pには次の関係があり，この定数を空胴共振器のQ値と呼びます（pp.126-127のコラム「さまざまなQ」を参照）．

$$Q = \frac{\omega_0 W}{P} \quad \cdots\cdots(3)$$

ここで空胴内のエネルギーWは，全損失Pによって時間とともに減衰していくので，次の関係があります．

$$P = -\frac{dW}{dt} \quad \cdots\cdots(4)$$

式(4)を式(3)に代入すると，

$$Q = \omega_0 \frac{W}{-\dfrac{dW}{dt}} \quad \cdots\cdots(5)$$

となりますから，式(5)からQを次のように定義できます．

$$Q = \omega_0 \frac{\text{共振回路の蓄積エネルギーの時間平均値}}{\text{1秒間に共振回路より失われるエネルギー}} \quad \cdots\cdots(6)$$

または，

$$Q = 2\pi \frac{\text{共振回路の蓄積エネルギー}}{\text{1サイクルに共振回路より失われるエネルギー}} \quad \cdots\cdots(7)$$

分母の表す損失が小さいほど，また分子の表す蓄積エネルギーが大きいほどQ値は大きくなり，これを「高Q（high-Q）」とも言います．

電磁界シミュレータによっては，指定領域内のエネルギーを積算する機能があります．Micro-Stripesでは，**図4**のように空胴内の領域を座標で設定しています．ここでFieldsとSurface currentsにある3ヵ所のIntegrate（積算）に

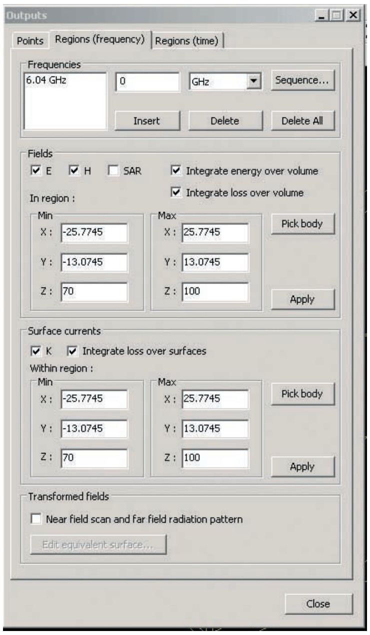


図4 Micro-Stripesにおける指定領域内のエネルギー積算機能

空胴内の領域を座標で設定し，蓄積エネルギー量と空胴壁の損失で失われるエネルギーの総量を得る．

```
#Single frequency output

frequency 6.040000E+09
   energy integral (J)
      unnamed 1.025089E-26
   loss integral (W)
      body 3.539697E-20
      block_2 1.579203E-20
      block_1 1.577816E-20
      total 6.696716E-20
   Q factor 5.809203E+03
```

(**a**) 30％時点

```
#Single frequency output

frequency 6.040000E+09
   energy integral (J)
      unnamed 6.355501E-26
   loss integral (W)
      body 2.196876E-19
      block_2 9.685907E-20
      block_1 9.851074E-20
      total 4.150574E-19
   Q factor 5.811102E+03
```

(**b**) 100％時点

図5 Micro-Stripesにおける指定領域内のエネルギー積算結果

(a)は予測された計算時間の30%の時点で得られた途中の結果．(b)は100%終了時点の結果を示している．

チェックを入れると，**図5**のようなテキスト・ファイルが出力されます．

図5(a)は予測された計算時間の30％の時点で得られた途中結果です．最下行に示されているとおり，Qは5809.203となりました．最初の情報である「energy integral (J)」は蓄積エネルギー量で，1.025089×10^{-26} [J]を示しています．また次の情報の合計は，空胴壁の損失で失われるエネルギーの総量で，6.696716×10^{-20} [W]です．両者の比に$\omega_0 (= 2\pi f)$をかけた値がQになります．

図5(b)はシミュレーション100％終了時の結果です．30％の時点で得たQ値とほぼ同じになりました．このように時間領域の手法[2]では，過渡応答の途中でもQを知ることができます．

● 結合度とQの関係

全損失を考えた式(5)のQは，式(1)から次の関係を持っています．

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_c} \quad \cdots\cdots (8)$$

このQをとくに「負荷時のQ(loaded Q)」と呼びます．これが導波管の観測点で実際に測定できる値です．またQ_uを「無負荷のQ(unloaded Q)」と呼びます．これは空胴壁の抵抗などによる損失P_uに対するQ値です．空胴共振器から見れば導波管が結合しているので，それを負荷(load)と考えるわけですが，Q_uはこの負荷を除いているという意味です．

さて導波管の適当な場所に参照面(基準面)を置き，空胴へ向けた電磁波が反射されて戻るときの電力反射率Γ_Pは，次の式で表されます[1]．

$$\Gamma_P = \frac{(\Delta\omega/\omega_0)^2 + [(1/2Q) - (1/Q_c)]^2}{(\Delta\omega/\omega_0)^2 + (1/2Q)^2} \quad \cdots\cdots (9)$$

ここで $\Delta\omega = \omega - \omega_0$

式(9)に式(8)を適用すると，次の式が得られます．

$$\Gamma_P = \frac{(2\Delta\omega/\omega_0)^2 + (1/Q_u - 1/Q_c)^2}{(2\Delta\omega/\omega_0)^2 + (1/Q_u + 1/Q_c)^2} \quad \cdots\cdots (10)$$

また共振周波数では，$\Delta\omega = 0$として次式が得られます．

$$\Gamma_{P0} = \left[\frac{(1/Q_u) - (1/Q_c)}{(1/Q_u) + (1/Q_c)}\right]^2 \quad \cdots\cdots (11)$$

ここで臨界結合を考えると，前項で述べた$P_u = P_c$なので，$Q_u = Q_c$となって式(11)はゼロ，すなわち無反射になることが確かめられます．

図6のグラフは，空胴の共振周波数をω_0に保ったまま結合孔の大きさを変えてQ_cを変化させたときの電力反射率のプロットです．式(11)を表していますが，横軸はQ_u/Q_cな

ので，中央の1の目盛り位置が臨界結合です．

横軸は右へ行くほど結合度が強くなりますから，Q_cの逆数$(1/Q_c)$は結合度を示しています．またこれはQ_uで正規化注2した$1/Q_c$とも解釈できますから，Q_u/Q_cを結合度としてもよいでしょう．

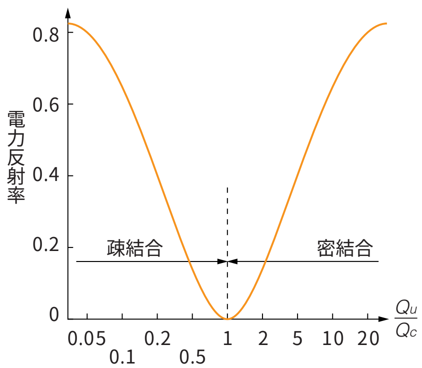


図6 結合孔の大きさを変えて Q_c を変化させたときの電力反射率

空胴の共振周波数ω_0は一定．横軸はQ_u/Q_cなので，中央の1の目盛り位置が臨界結合．

● 共振の鋭さを表す Q の測定法

今度は結合度を一定にして，周波数ωを変えたときの電力反射率のグラフを図7に示します．これはQ_u/Q_cが3のときの例です．

共振周波数における反射率は0.25と最小になります．また完全反射とこの値のちょうど中間は，反射率が0.625に

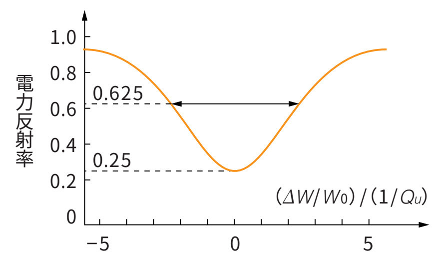


図7 周波数 ω を変えたときの電力反射率

結合度は一定．$Q_u/Q_c=3$のときの例．

注2：基準の値で割ることを正規化(normalize)という．例えば正規化インピーダンスは特性インピーダンスで割った値である．

Column さまざまな Q

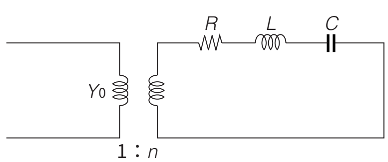
● 共振の Q

空胴波長計の等価回路(連載第22回を参照)から出力側を除くことで，図1の空胴共振器の等価回路は図A-1のようになります．空胴共振器は直列RLC共振回路で表現され，共振角周波数ω_0は次の式で表されます．

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \cdots\cdots (\text{A-1})$$

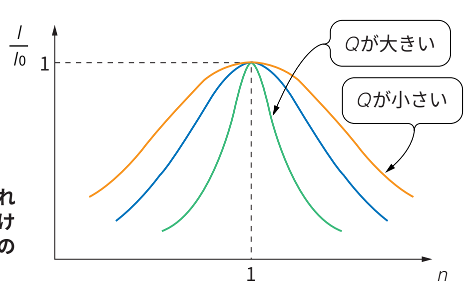
また共振器のQは次の式で表されます(本誌2005年1月号，pp.128-135の連載第8回のコラム参照)．

$$Q_0=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{1}{R\omega_0 C} \quad \cdots\cdots (\text{A-2})$$



図A-1 図1の空胴共振器の等価回路

空胴共振器は直列RLC共振回路で表現される．



図A-2 共振曲線

共振周波数から外れた角周波数ωにおける電流Iと，共振時の電流I_0との比．

共振周波数から外れた角周波数ωにおける電流Iと，共振時の電流I_0との比をとった共振曲線は，図A-2のようになります．横軸nはωとω_0(またはfとf_0)の比ですから，共振時の値は1になっています．

共振曲線は次の式からQのみによって定まることがわかります．

$$\frac{I}{I_0}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\frac{\omega_0 L}{R}-\frac{\omega_0}{\omega}\frac{1}{\omega_0 CR}\right)^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(n-\frac{1}{n}\right)^2 Q_0^{\,2}}} \quad \cdots\cdots (\text{A-3})$$

Q_0は式(A-2)のとおりLやCによって決まります．またQ_0の値が大きいほど，横軸nに対する縦軸I/I_0の値が小さくなり，共振曲線は鋭くなりますから，このQを尖鋭度または選択度と呼んでいます．

● コイルの Q

インダクタ(コイル)のカタログには「$Q_{min}=15$ (100MHz)」などの記述があります．本文中の式(6)または式(7)の定義によれば，Qは共振の状態を示す値ですが，コイル単独では共振しません(コイルの分布容量とインダクタンスで起こる自己共振は考えない)．

いまこのコイルの抵抗がRのとき，無損失のコンデンサCと組み合わせて所望の周波数で共振させれば，Qの値を測定できます．しかしカタログのQは，このように共振させて測定しているわけではありません．

式(A-2)はリアクタンスをXとして，

$$Q=\frac{X}{R} \quad \cdots\cdots (\text{A-4})$$

なりますが，**図7**の矢印で示した周波数幅を半値幅といい，共振の鋭さを表しています．

共振周波数 ω_0 からのずれを $\Delta\omega$ とし，次の場合を考えます．

$$2\Delta\omega / \omega_0 = 1/Q \quad \cdots\cdots(12)$$

式(12)を式(10)に代入すると，式(11)の Γ_{p0} を用いて次の関係が得られます．

$$\Gamma_P = \frac{1+\Gamma_{P0}}{2} \quad \cdots\cdots(13)$$

これは式(12)の関係があるとき，「電力反射率 Γ_p は完全反射の電力反射率1と共振時の電力反射率 Γ_{p0} との半分」であることを意味します．

この特性を利用すれば，次の手順で Q の値を求めることができます．

(1) 測定で**図7**のグラフを得る．

(2) 共振時の反射率 Γ_{p0} を得る（ここでは0.25）．

(3) 式(13)から Γ_p（ここでは0.625）を得る．

(4) 半値幅（**図7**の矢印の周波数幅 $2\Delta_\omega$）を読み，式(12)から Q を得る．

導波管による測定回路では，空胴共振器と定在波測定器[注3]を用います．観測される定在波比を ρ とすれば，反射率 Γ との間に次の関係があります．

$$\rho = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad \cdots\cdots(14)$$

注3：定在波測定器とは，導波管内の電磁波を探針で受信し，検波された電界の強度を表示する測定器．

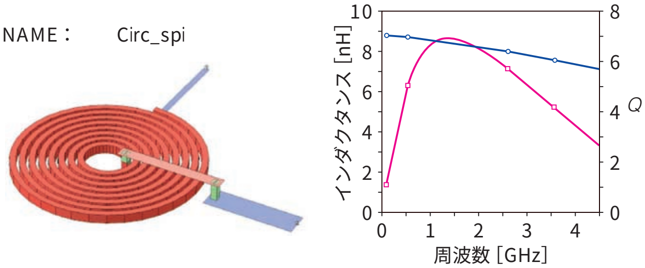
で表されるので，このコイルをインピーダンス・アナライザなどで測定して，X と R の比で得た Q が用いられていると考えられます．

図A-3はSonnet[注A-1]でモデリングしたシリコン基板上のスパイラル・インダクタの事例で，サンプルとして収録されています．タスク・バーから［View Response］ボタンを押して，examplesフォルダ内のcirc_spi.sonを読み込みます．S_{11} のグラフが表示されたら，「Equation」→「Add Equation Curve...」と進み，**図A-4**に示すようにQ Factorを選びます．

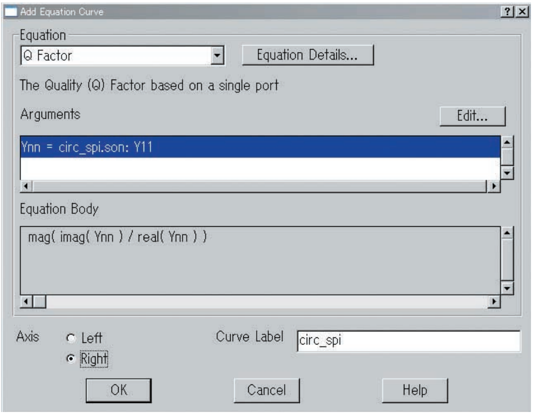
またSonnet Liteで試すことができるモデルspiral.sonもexamplesフォルダに収録されています[6]．

● 誘電体の Q

セラミックスなど誘電体材料のカタログには「Q_{f0}＝5000（2GHz）」といった記述があります．誘電体の損失は誘電正接（tanδ）（本誌2006年2月号，pp.91-97の連載第17回を参照）と呼ばれますが，その逆数を Q（＝1/tanδ）で表します．Q 値が高いほど損失が少ないことになるので，この定義も品質係数として使われます．また周波数依存性があるので，周波数 f(GHz)と Q 値の積で表記することもあります．



図A-3　Sonnetでモデリングしたシリコン基板上のスパイラル・インダクタの例
右の図において，青色はインダクタンス，ピンク色は Q を表す．



図A-4　EquationのQ Factorを選択してグラフを表示

注A-1：無償版のSonnet Liteは，本誌の付属CD-ROMに収録されている．Sonnet技研のWebサイト（http://www.sonnetsoftware.co.jp/）からもダウンロードできる．

そこで縦軸をρ，横軸を周波数にとったグラフを描くと，やはり半値幅を知ることで同様にQを得ることができます．

また空胴に供給される電力をP_Lとし，電源の内部インピーダンスに等しい負荷インピーダンスを接続したときに得られる電力をP_0とすれば，縦軸にP_L/P_0をとり，横軸を周波数としたグラフが描けます．このとき共振周波数ではP_L/P_0が最大になり，その1/2になる2点間も半値幅を示します[(3)]．

2．筐体の共振とEMC問題

空胴壁の損失は導体の材料に関連します．ジュール熱[注4]になって失われる電力は，壁直前の磁界の接線成分，壁の導電率，周波数によって決まります．

● 空胴の形状・寸法とQの関係

空胴壁の全面積をS，空胴の体積をV，空胴材料の表皮の深さ[注5]をδとすれば，近似的に次の式が得られます[(3)]．

$$\frac{1}{Q_w} \cong \frac{S\delta}{2V} \qquad \cdots\cdots(15)$$

ここでQ_wは空胴壁の損失に基づくQ

式(15)から，Q_wはVと$S(\delta/2)$の比になります．後者は厚さ$\delta/2$の表皮層の全体積と考えられるので，結局Q_wは「空胴の体積と表皮層の体積との比」と解釈できます．

このことから，共振波長λを変えたときのQ_wの変化を考えてみます．式(15)に$V \propto \lambda^3$，$S \propto \lambda^2$，$\delta \propto \sqrt{\lambda}$ の関係を適用すると，次の関係が得られます．

$$Q_w \propto \sqrt{\lambda} \qquad \cdots\cdots(16)$$

空胴の形状を変えずに寸法のみ変えると式(16)のλが変化します．周波数が高くなるほどQ_wは小さくなりますから，ミリ波などの高周波では高Qの空胴共振器を作ることが困難になることがわかります．

このことを式(15)で考えると，δは周波数が上がれば小さくなりますから，Q_wは逆に大きくなるように思われます．しかしVはそれよりも小さくなるので，やはりQ_wは小さくなります．

また式(15)から，表面積に比べて体積が大きいほうがQ_wも大きいといえますから，細長い直方体よりは立方体に近い筐体のほうがQ_wは大きくなります．

● 導波管の管内波長と共振周波数

空胴の共振周波数は，筐体の寸法から計算できます(連載第22回を参照)から，**図1**の構造では導波管断面の縦，横，および空胴の奥行きの各寸法がわかれば十分です．これは電磁波が導体内にない無損失導体の場合ですが，実際の金属には導電率があり，電磁波は表皮の深さδまで入り込みます．そのため，各寸法をその分長く見積る必要があります．このため共振周波数は計算値より低くなるはずですが，それがどの程度であるかを見積ってみましょう．例えば空胴の材料が銅の場合，$\delta = 0.066/\sqrt{f}$(本誌2005年6月号，pp.133-140の連載第12回を参照)から，1GHzにおける表皮の深さδは約2×10^{-6}[m]となります．この値は波長0.3mに比べれば10^{-5}程度なので，周波数シフトは無視できるほどの量です．

また空胴内の電磁界は結合孔からはみ出るので，それだけ実効的な空胴の体積が大きくなり，やはり共振周波数は計算値より低くなるはずですが，これによる周波数のシフト量も無視できる範囲でしょう．

次に共振の波長を求める式を導きます．導波管の管軸方向の波長をλ_gとして，これを導波管の管内波長(guide wave length)といいます．λ_gは次の式で表されます[(4)]．

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \qquad \cdots\cdots(17)$$

ここでλは自由空間の波長，

λ_cは導波管のしゃ断波長(cut-off wave length)．

電磁波が導波管を伝搬するためには，その周波数はしゃ断周波数より高い必要があるため(連載第20回を参照)，$\lambda < \lambda_c$になります．この条件を式(17)に適用すれば$\lambda_g > \lambda$になりますから，管内波長は自由空間の波長よりもかならず長くなることがわかります．

図8は断面の寸法がa，bで，長さcの方形導波管の両端を金属板で短絡してできた空胴共振器です．共振状態にあるとき，管軸方向の波長をλ_gとすれば，**図9**に示す定在波のようすから次の式が成り立ちます．

注4：抵抗Rに電流Iが流れると，単位時間当たりI^2Rの損失が発生する．ジュール熱はこれを熱に変換したもの．ジュール損失ともいう．

注5：導体内部の高周波電流は，表皮効果(連載第12回)により導体表面からの距離に応じて指数関数的に減る．導体表面の電流振幅の$1/e$になる距離を表皮の深さ(または表皮の厚さ)という．

$$c = \frac{q\lambda_g}{2} \quad \cdots\cdots (18)$$

ここで q は正の整数．

式(17)のもとになっているのは次の関係です．

$$\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 \quad \cdots\cdots (19)$$

式(19)を変形して，

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2}} \quad \cdots\cdots (20)$$

が得られます．導波管のしゃ断波長は次の式で表されます．

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad \cdots\cdots (21)$$

式(20)に式(18)と式(21)を代入して，ようやく共振波長 λ_0 を求める式が得られました．

$$\lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 + \left(\frac{q}{2c}\right)^2}} \quad \cdots\cdots (22)$$

ここで，m と n は0および正の整数で，方形道波管のモード(連載第20回)に対応したモード番号．

図9に示すような定在波のようすから，周波数が高くなるにつれて共振のモードはいくらでも発生することが想像されます．**図10**のようなダイポール・アンテナ(5)を高調波アンテナとして励振することを連想しますが，自由空間にあるアンテナ・エレメントの場合は，波長を1/2，1/3，…

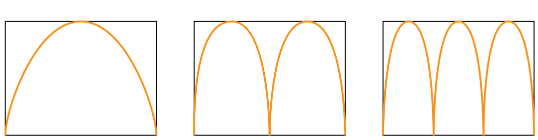


図9　空胴共振器内の定在波のようす
3種類のモードの電界強度を表している．

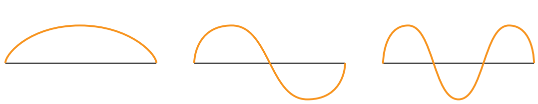


図10　ダイポール・アンテナが高調波励振されるようす
エレメントに流れる電流の強度分布を表している．

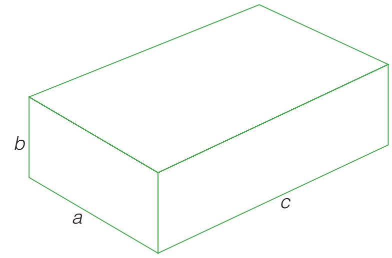


図8
方形導波管の両端を金属板で短絡してできた空胴共振器
寸法は断面が a と b で，長さが c．

として共振周波数が容易に得られますが，空胴共振の場合は管内波長で計算しなければいけないので，単純ではありません．

● 共振のモードを制御する

動作周波数が高くなると，回路を収める筐体の共振が原因と考えられるEMC問題が発生してきます．**写真1**は高速ルータのモジュールです．上部を金属板でシールドするため，全体の構造は**図8**のような直6面体を扁平にしたものと考えられます．

筐体内の空間は基板上に配置された部品の分だけ狭くなりますが，おおよその共振周波数は式(21)で予測できます．ここで高次モードの共振周波数は，前項で述べたように単純な整数倍で決まらないことに注意が必要です．

図11はSonnetの解析空間を設定するBoxを利用して，モジュールの筐体をモデリングした例です(連載第22回のコラム参照)．Boxの寸法を x＝400mm，y＝180mmとして，z 方向の寸法を誘電体層(空気層)の厚さで設定します．Level 0からBox Bottomまでの距離を10mm，Box Top

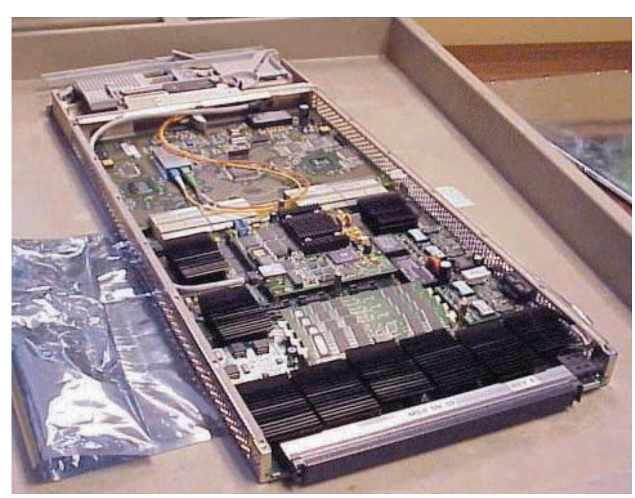


写真1　高速ルータのモジュール

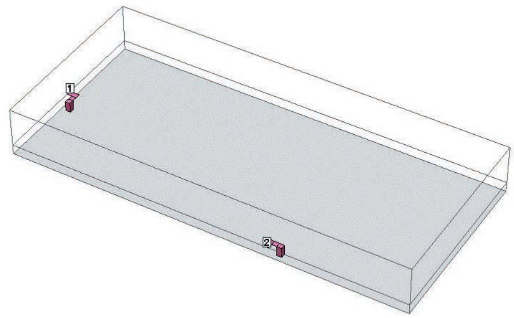


図11　モジュールのモデリング例

Sonnetの解析空間を設定するBoxを利用している．

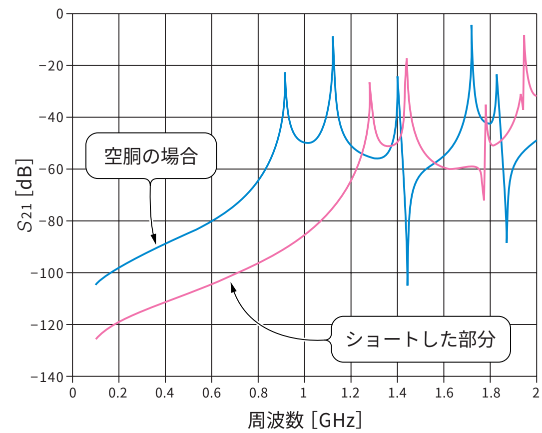


図12　モジュールの共振を示すS_{21}

青色は空胴の場合．ピンク色は筐体の上下の板をショートした場合．

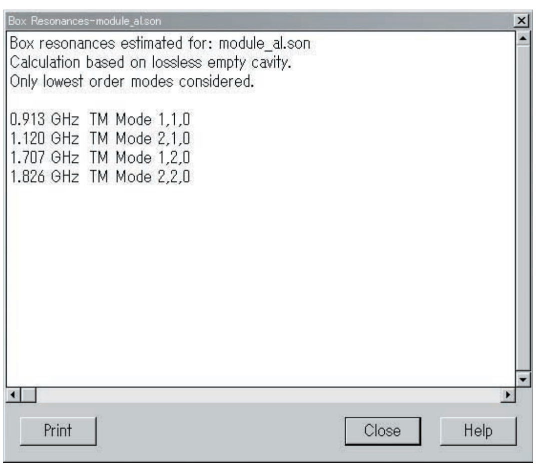


図13　Estimate Box Resonancesダイアログ・ボックス

Boxの共振周波数を示す．

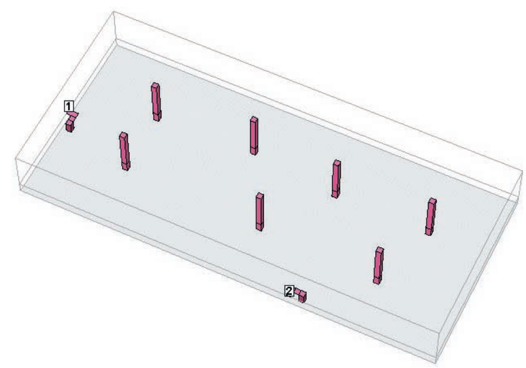
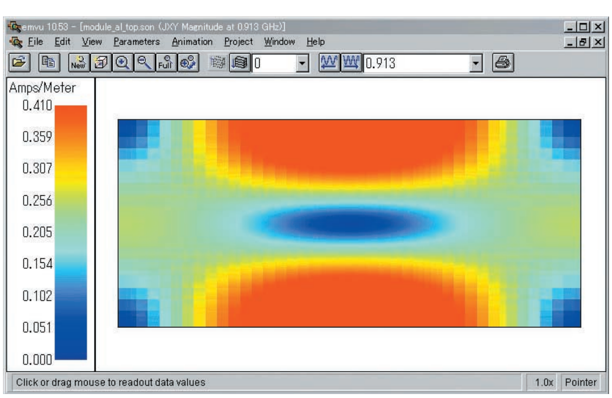
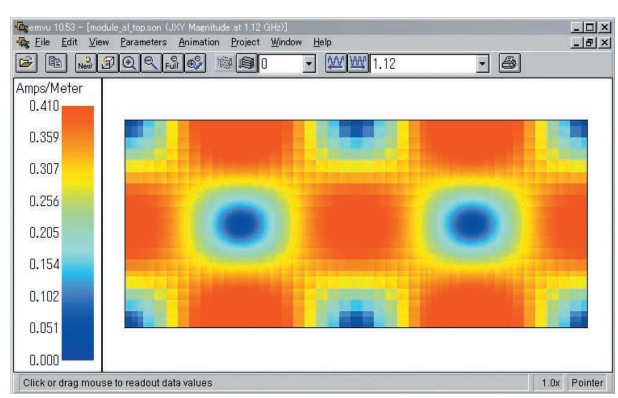


図15　金属のスペーサで筐体の上下の板をショート

共振が回路の動作に影響する場合，金属のスペーサでグラウンドと天板をショートすると共振のモードが変わる．



（a）0.91GHz（TM_{110}モード）



（b）1.12GHz（TM_{210}モード）

図14　共振周波数における天板の表面電流分布

（a）は0.91GHz（TM_{110}モード），（b）は1.12GHz（TM_{210}モード）の場合の表面電流分布．

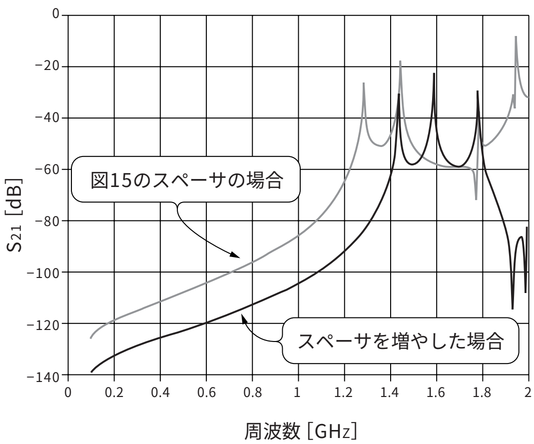


図16　スペーサをさらに増やした結果
1.4GHz以下の周波数で静かになる．

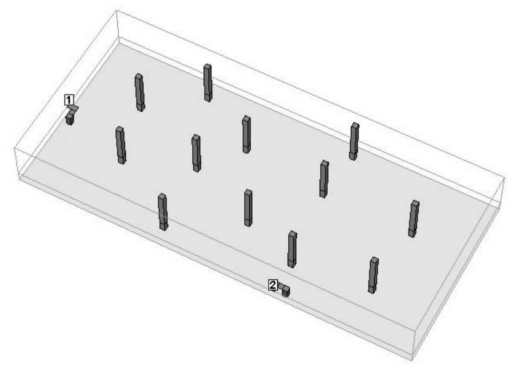


図17　スペーサを増やした構造
図15よりもスペーサの数が多い．

までを40mm，合計でz＝50mmとしています．

二つのポートはviaを用いて微小ループ構造を作り，筐体内を励振したときの電磁エネルギーをポート2に結合させてS_{21}を得ると，**図12**の青線で示すグラフになりました．予想されるBoxの共振周波数は，Estimate Box Resonancesダイアログ・ボックス(**図13**)のようになります．**図14**は共振周波数における天板の表面電流分布です．モードを直感的に理解できます．

筐体の体積は共振周波数を決めますが，例えば0.91GHzや1.12GHzの共振が回路の動作に影響する場合，**図15**に示すように金属のスペーサでグラウンドと天板をショートすると共振のモードが変わり，**図12**のピンク色のグラフのように1.2GHz以下の共振はなくなります．

図16は，**図17**に示すようにさらにスペーサを増やした結果です．今度は1.4GHz以下の周波数が静かになりました．

参考・引用*文献

(1) 阿部英太郎；マイクロ波技術，東京大学出版会，1983年(初版第2刷)．
（式(9)の原典は，S. Tomonaga；Jour. Phys. Soc. Japan，2，1947および3，1948に原論文があると記されている）
(2) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，CQ出版社，2003年(第6版)．
(3) 藤澤和男；改版マイクロ波回路，コロナ社，1974年(第15版)．
(4) 清水俊之，三原義男；マイクロ波工学，東海大学出版会，1975年(第9刷)．
(5) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，CQ出版社，2003年(第2版)．
(6) 小暮裕明；電磁界解析ソフトの精度と低損失化設計への活用－スパイラル・インダクタ設計への利用－，Design Wave Magazine，pp.88-97，2000年4月号．

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士（情報工学部門）
http：//www.kcejp.com/